FILTROS ACTIVOS SELECTIVOS OPTIMOS EN SISTEMAS DE CUATRO HILOS

Gonzalo Casaravilla, Gabriel Barbat
Departamento de Potencia - Universidad de la República
Julio Herrera y Reissig 565, CP 1300, Montevideo - Uruguay
Email: gcp y gabarbat @fing.edu.uy

***Abstract*— El presente trabajo presenta por una parte la extensión de la metodología de cálculo de las referencias de un Filtro Activo Shunt Selectivo de secuencias armónicas positivas y/o negativas al caso de filtrado selectivo de secuencias homopolares. Por otra parte se generaliza el método de cálculo óptimo que determina un filtro activo selectivo de mínima corriente. Esta optimización determina la minimización del tamaño y pérdidas del VSI del Filtro Activo al mismo tiempo que impone el cumplimiento de determinada reglamentación sobre emisión armónica. Finalmente y a los efectos de validar experimentalmente ambas extensiones de la teoría previa, se analizan los resultados obtenidos en el laboratorio en una aplicación en la que se realiza dimerizado tiristorizado de lámparas incandescentes conectadas en estrella. Los resultados experimentales muestran el efectivo filtrado selectivo de secuencias positivas, negativas y homopolares logrado el objetivo de usar un Filtro Activo con el objetivo ya reseñado.**

I. INTRODUCCIÓN

En las últimas cinco décadas ha crecido en forma constante la presencia de armónicos de corriente en el Sistema Eléctrico determinado en gran parte por la proliferation de cargas no lineales. Múltiples razones, como ser pérdidas y mal funcionamiento de equipos, hacen necesarios su adecuado control. En particular existen normas y reglamentos que determinan límites a ser cumplidos por parte de usuarios y distribuidores. Por ejemplo, por una parte la norma internacional IEC61000-3-2 [1] definen valores de corrientes que no deben ser superados para cada armónica individual. Por otra parte, reglamentos de organismos reguladores de los diferentes países adoptan valores de referencia en los que también establecen niveles a no ser superados por los armónicos individuales, como lo es el ejemplo Argentino en el que adoptaron dos veces los valores establecidos por la norma IEC61000-3-2 [2] y también se establece un límite superior para la distorsión armónica total (THD).

Ante esta realidad hay diversas alternativas. La primera es no utilizar topologías de convertidores inadecuadas. Por ejemplo, utilizar puentes rectificadores de 12 pulsos y así reducir sustancialmente los armónicos 5 y 7. La segunda alternativa es la más difundida en la actualidad y es instalar Filtros Pasivos de Rechazo o Sintonizados. En muchos casos éstos se combinan con los condensadores utilizados para la corrección del factor de potencia de las instalaciones con el objeto de atenuar eventuales problemas de resonancias serie o paralelo. La tercera alternativa es la utilización de Filtros Activos. Los más difundidos y utilizados son en general en topologías Shunt

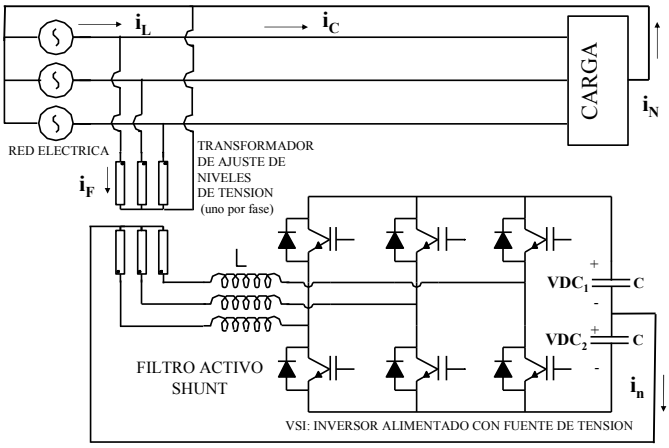

Fig. 1. Filtro Activo Shunt de cuatro hilos y fuente DC partida.

o topologías Híbridas combinado Filtros Activos con Filtros Pasivos en configuración Shunt. Los Filtros Activos pueden ser de tres o cuatro hilos. En el caso de los de cuatro hilos pueden ser con cuatro ramas inversoras o con tres ramas y fuente DC partida tal como muestra la Fig. 1.

En definitiva, un Filtro Activo no es otra cosa que una fuente de tensión alterna controlable, en general un Voltage Source Inverter (VSI) que controlado convenientemente tiene la capacidad de entregar o consumir corriente en su punto de conexión al sistema eléctrico. La principal ventaja de utilizar Filtros Activos es que no presentan o disminuyen algunos de los problemas que sí tiene los Filtros Pasivos. En particular los Filtros Activos permiten modular en forma controlada la cantidad de corriente filtrada. Existen varias alternativas para el control de los Filtros Activos. Una alternativa es intentar filtra todo el residuo armónico. Algunos autores llaman *directo* a este método [3]. En [4] se lo denomina filtrado *residual* en virtud de que se trata por igual a todo el residuo armónico atenuando cada armónica en la misma magnitud. Por una parte se concluye en [4] que si bien el filtrado *residual* permite cumplir exactamente y no más allá con los requerimientos de THD, pueden persistir problemas en algunas armónicas individuales. Si por el contrario se filtrase, modulando la ganancia del filtrado, en forma *residual* hasta lograr cumplir con todos los límites individuales, lo más probable es que se cumpla

con creces el límite de THD y en definitiva el resultado final puede resultar en un Filtro Activo sumamente costoso. En el caso de cumplir exactamente con el requisito de THD, el no cumplimiento de la reglamentación armónica en algunos límites individuales es consecuencia de la no selectividad del filtrado residual. Si por el contrario se filtra selectivamente cada armónica de corriente, se puede hacer cumplir los límites que establece la reglamentación optimizando el tamaño del filtro activo.

Los filtros activos selectivos han sido objeto de estudio en los últimos años [3][5][6][7]. Si bien hay experiencia en su uso, implementación y limitaciones, en general se han aplicado a casos particulares en donde no se requería filtrar selectivamente muchas frecuencias. En muchos casos se buscaba la supresión total de determinada frecuencia, lo que hace crítico problemas de estabilidad y fueron investigados en los mencionados artículos. En muchos casos no se ha hecho distinción entre Secuencias (la expresión *Secuencias armónicas* se refiere a la descomposición fasorial propuesta por Fortescue) de diferente signo y se las ha filtrado por igual. En general se trataban de casos de circuitos de tres hilos en los que la homopolar no era considerada. Esta situación se contrapone con las aplicaciones en las que abundan las cargas no lineales, como ser edificios de oficinas, y surgen armónicas homopolares en las corrientes de línea, como ser los múltiplos de 3, que en definitiva se transforman en corrientes en el neutro del sistema eléctrico.

En [8] se describe la teoría asociada con el filtrado activo selectivo shunt en sistemas de tres hilos. En particular se buscaba optimizar el tamaño del filtro activo a ser utilizado. La consigna de la optimización era minimizar la corriente del inversor (VSI) del filtro activo cumpliendo la reglamentación aplicable en lo que refiere a emisión armónica de corriente. En particular, el proceso de optimización tenía como objetivo verificar el cumplimiento de los requerimientos en cada armónica individual y de la THD. En este trabajo se extiende la teoría presentada en [8] para incluir en el proceso de optimización las secuencias homopolares.

II. Extensión de la teoría de filtrado activo selectivo cuando hay secuencias homopolares

Basta observar la expresión de la corriente homopolar en función de las secuencias [9] que se reproduce en (1) para comprobar que los canales $i_\alpha(t)$ e $i_\beta(t)$ están absolutamente desacoplados del $i_o(t)$.

$$\begin{aligned} i_\alpha(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{+n} \sin(w_n t + \delta_{+n}) + \\ &\quad \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{-n} \sin(w_n t + \delta_{-n}) \\ i_\beta(t) &= - \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{+n} \cos(w_n t + \delta_{+n}) + \\ &\quad \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{-n} \cos(w_n t + \delta_{-n}) \end{aligned}$$

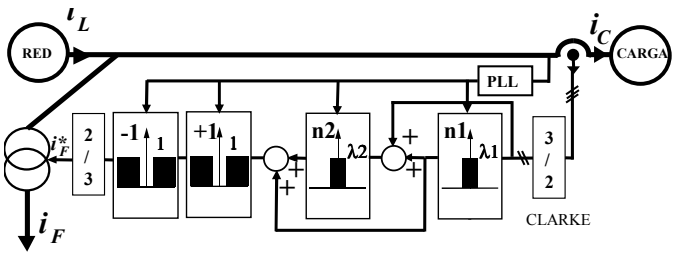

Fig. 2. Filtrado de dos secuencias positivas o negativas

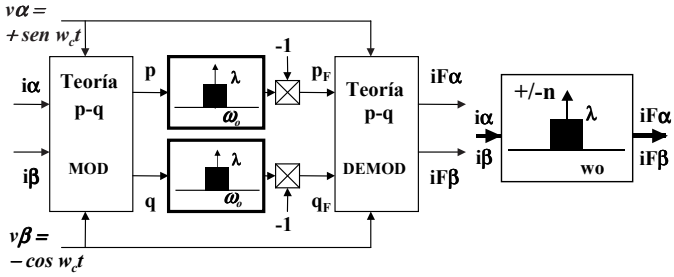

Fig. 3. Celda Básica de Filtrado Selectivo y su símbolo.

$$i_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} I o_n \sin(w_n t + \delta_{on}) \quad (1)$$

En particular el canal homopolar sólo depende de las componentes homopolares.

La Fig. 2 muestra por ejemplo lo que sería el filtrado selectivo (control feedforward) de dos secuencias armónicas positivas o negativas. El control SERIE [10] utilizado calcula la consigna de corriente para el VSI del Filtro Activo el cual es considerado como fuente de corriente. Dentro de cada bloque selectivo se realizan los cálculos mostrados esquemáticamente en la Fig. 3 denominada Celda Básica de Filtrado Selectivo ($SFBC$) [10]. En la Fig. 2 las $SFBC$ marcadas con $+1$ y -1 son filtros para eliminar de las referencias de corriente del Filtro Activo eventuales corrientes de secuencia positiva o negativa de la frecuencia de red que aparecen por la no idealidad de las $SFBC$ $n1$ y $n2$ previas [10].

Por lo tanto simplemente resta calcular la consigna de control asociada con las corrientes homopolares que se desea filtrar.

Dado que $i_o(t)$ es una simple señal en el dominio del tiempo, basta con realizar un filtrado selectivo clásico mediante filtros pasabanda adecuados. En suma, el esquema de cálculo y control es el que muestra la Fig. 4. La implementación del filtro múltiple pasabanda de $i_o(t)$ adolece de las mismas consideraciones prácticas que se reportaron en [11] [12] en donde se demostró la conveniencia de realizar un cálculo SERIE a los efectos de tener controlada la interferencia entre los diversos filtros pasabanda con la libertad de permitir reconfiguraciones en forma dinámica. Esta inevitable interferencia se debe a que sus bandas son cercanas en frecuencia y que deben tener una respuesta dinámica relativamente rápida (ordenes mayores que 2 empiezan a ser un problema).

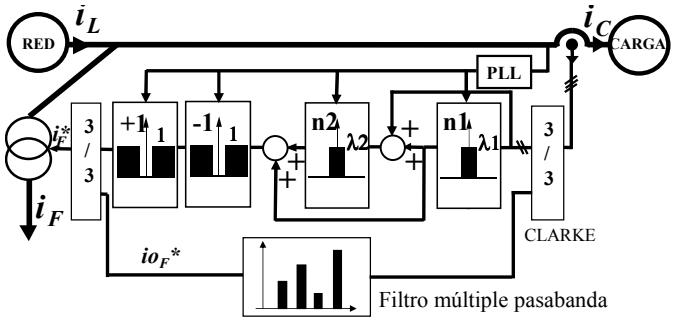

Fig. 4. Esquema completo de filtrado selectivo.

III. Filtrado Activo Selectivo Optimo de cuatro hilos

III-A. Diagrama fasorial de la compensación de una secuencia armónica

Sea IC_k el fasor de una secuencia armónica de la corriente de carga i_C.

Teniendo en cuenta la convención de signos de las corrientes adoptada tal como muestra de la Fig. 2 y el signo negativo que introduce la $SFBC$ que muestra la Fig. 3, el fasor de la corriente i_F de la misma secuencia armónica y que se indicará cómo IF_k cumple

$$IF_k = -\lambda_k IC_k \tag{2}$$

Teniendo en cuenta el nudo eléctrico se cumple (3)

$$i_L(t) = i_C(t) + i_F(t) \tag{3}$$

luego si se tiene en cuenta el cambio de signo reseñado, se verifica para los módulos de las corrientes involucradas (4)

$$IL_k = IC_k - IF_k \tag{4}$$

Finalmente el esquema de la Fig. 5 muestra como son los fasores de las corrientes involucradas.

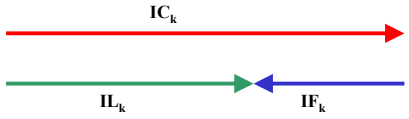

Fig. 5. Diagrama fasorial de la compensación de una secuencia armónica.

III-B. Filtro selectivo óptimo

La reglamentación exige que la distorsión armónica sea menor o igual que cierto valor. En este trabajo se asumirá que el Regulador aplicará el criterio de hacer cumplir la THD promediando cuadráticamente entre las tres fases del sistema.

A esta distorsión se la definió en el Apéndice A como $THDp$ y es (5)

$$THDp = \frac{\sqrt{\sum_D IL_d^2}}{I_N} = \frac{I_E}{I_N} \tag{5}$$

$$D = [+2 \ -2 \ \ o2 \ +3 \ -3 \ \ o3 + \cdots \ +Z \ -Z \ \ oZ] \tag{6}$$

donde I_E se define como el residuo armónico permitido, IL es la corriente de linea final luego del filtrado activo, I_N es la corriente nominal contratada por el consumidor (la misma está asociada a la potencia contratada por el consumidor y el factor de potencia admitido en la instalación), con $'+'$ se indican secuencias positivas, con $'-'$ las negativas y finalmente con $'o'$ las homopolares.

En lo que sigue de este apartado el desarrollo es similar al presentado en [8] y lo que cambia es que a las secuencias homopolares se las incluye y trata de igual forma que a los positivas o negativas en aquel.

Una vez seleccionadas las secuencias armónicas en las que se aplica filtrado selectivo, quedan definidas dos categorías: secuencias armónicas ELEGIDAS (H) y secuencias armónicas NO ELEGIDAS (P). Sólo las ELEGIDAS serán compensadas por el Filtro Activo.

Aplicando (5) a la corriente i_L resulta

$$I_E = \sqrt{\sum_H IL_h^2 + \sum_P IL_p^2} \quad D = H \bigcup P \tag{7}$$

Considerando que no se realiza compensación activa en las secuencias armónicas NO ELEGIDAS resultará para éstas que $i_C = i_L$ pudiéndose escribir

$$\sqrt{I_E^2 - \sum_P IC_p^2} = \sqrt{\sum_H IL_h^2} = I_Z \tag{8}$$

donde I_Z se define como el "*residuo armónico controlable*".

Luego teniendo en cuenta (4) resulta

$$I_Z = \sqrt{\sum_H (IC_h - IF_h)^2} \tag{9}$$

Por otra parte, en el peor caso si en algún momento del período se alinean los fasores de las corrientes involucradas, la máxima corriente instantánea que tomará el filtro activo será

$$iF_{MAX} = \sum_H \sqrt{2} IF_h \tag{10}$$

Por lo tanto el problema se reduce a hallar las corrientes IF_h que verifican (9) y que hacen mínima (10).

Con el objeto de aplicar el método de optimización de Euler-Lagrange [13] se definen los vectores

$$\begin{aligned} \overrightarrow{IC} &= [IC_1 \dots IC_M]^t \\ \overrightarrow{IF} &= [IF_1 \dots IF_M]^t \\ \overrightarrow{W} &= [1 \dots 1]^t \\ \overrightarrow{W}^t \overrightarrow{W} &= M \end{aligned} \tag{11}$$

donde M es la cantidad de secuencias armónicas ELEGIDAS.

Usando la notación vectorial, (9) y (10) se pueden escribir como

$$(\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF})^t (\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF}) - I_Z^2 = 0 \quad i_{Fmax} = \sqrt{2} \overrightarrow{W}^t \overrightarrow{IF} \tag{12}$$

Luego el lagrangiano es

$$\chi = \overrightarrow{W}^t \overrightarrow{IF} + \zeta[(\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF})^t (\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF}) - I_Z^2] \tag{13}$$

y la solución debe satisfacer

$$\frac{\partial \chi}{\partial \zeta} = \frac{\partial \chi}{\partial \overrightarrow{IF}} = 0 \tag{14}$$

La primera derivada parcial de (13) respecto a ζ resulta

$$\frac{\partial \chi}{\partial \zeta} = (\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF})^t(\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF}) - I_Z^2 = 0 \tag{15}$$

La segunda derivada parcial respecto a $\overrightarrow{IF}$ es

$$\frac{\partial \chi}{\partial \overrightarrow{IF}} = \overrightarrow{W}^t\overrightarrow{W} + \zeta[-\overrightarrow{W}^t(\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF}) + (\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF})^t(-\overrightarrow{W})] = 0 \tag{16}$$

que operando resulta en

$$(\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF}) = \frac{\overrightarrow{W}}{2\zeta} \tag{17}$$

Sustituyendo esta última expresión en (15) se arriba a la solución

$$\zeta = \frac{\sqrt{M}}{2I_Z} \tag{18}$$

$$\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF} = \frac{I_Z}{\sqrt{M}}\overrightarrow{W} \tag{19}$$

Definiendo I_S como

$$I_S = \frac{I_Z}{\sqrt{M}} \tag{20}$$

resulta la solución óptima

$$\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF} = I_S\overrightarrow{W} \tag{21}$$

I_S es el valor que deben tomar en la corriente de línea i_L todas las secuencias armónicas a ser compensadas. Esto es equivalente a decir que el óptimo se obtiene cuando todas las secuencias armónicas a ser compensadas activamente tienen la misma amplitud. En este caso en que las distorsiones armónicas de corriente son relativas a un valor fijo I_N, decir que se tiene una misma amplitud es equivalente a decir que se tiene una misma distorsión.

III-C. Implementación práctica

La Fig. 6 muestra dos casos particulares. En el primero inicialmente todas las secuencias armónicas tienen valores mayores que I_S. En el segundo alguna secuencia armónica tiene un valor menor que I_S. En el primer caso quedan bien determinadas las corrientes que debe tomar el filtro activo. En el segundo caso, la secuencia armónica IC_2 no deberá ser compensada ya que inicialmente es menor que lo que indica el resultado óptimo. Por lo tanto IC_2 debe pasar del grupo de las ELEGIDAS al grupo de las que no lo son.

Esto produce dos cambios en el cálculo de I_S. Sea I_S^* el nuevo valor calculado. Por una parte la cantidad de secuencias ELEGIDAS (originalmente M) decrece en una unidad. Por otra parte se debe recalcular I_S mediante (8). Puede quedar la duda de si el nuevo valor I_S^* es mayor o menor que el valor I_S inicial ya que los dos cambios tienen efectos contrapuestos sobre el valor de I_S^*.

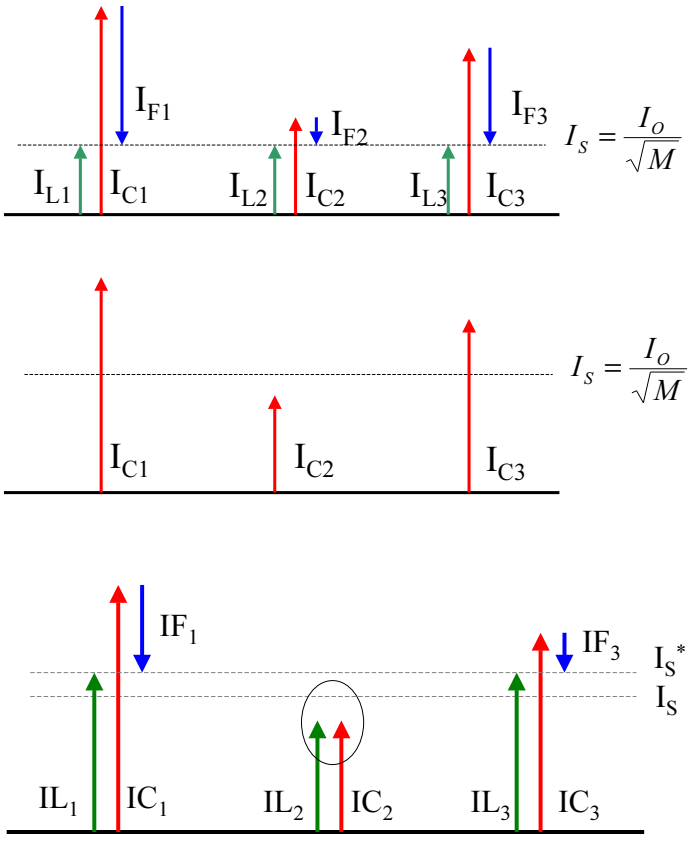

Fig. 7. Pasaje de una secuencia armónica menor que I_S.

En el Apéndice B se demuestra que siempre resulta $I_S^* > I_S$.

En la Fig. 7 se muestra como las corrientes IF_1 y IF_3 se redujeron gracias a la contribución de $(I_S - IC_2)$. Si en esta nueva situación alguna otra secuencia armónica de corriente quedara por debajo de I_S^*, se deberá proceder de la misma forma y pasarla del grupo de las ELEGIDAS al de las NO ELEGIDAS. Así se itera hasta que no haya más pasajes de grupo.

Podría pasar que inicialmente o luego del proceso de iteración, que todas las secuencias armónicas terminaran perteneciendo al grupo de las NO ELEGIDAS. Esto significa que sin realizar filtrado, ya se verifica que la distorsión armónica $THDp$ es menor de lo requerido.

III-D. ¿Y los máximos individuales?

Las reglamentaciones establecen también limitaciones en cada frecuencia armónica. Por lo tanto se deberá filtrar las ternas IL_{+j}, IL_{-j} e IL_{oj} y hacer cumplir la restricción.

Como caso particular de (8) se puede escribir para una sola armónica j

$$I_j^2 = IL_{+j}^2 + IL_{-j}^2 + IL_{oj}^2 \tag{22}$$

donde I_j es el valor eficaz de corriente que no debe superarse en la armónica j de acuerdo a la reglamentación.

Por otra parte, la corriente máxima que tomará el filtro activo por filtrar IC_{+j}, IC_{-j} e IC_{oj} en un peor caso si las

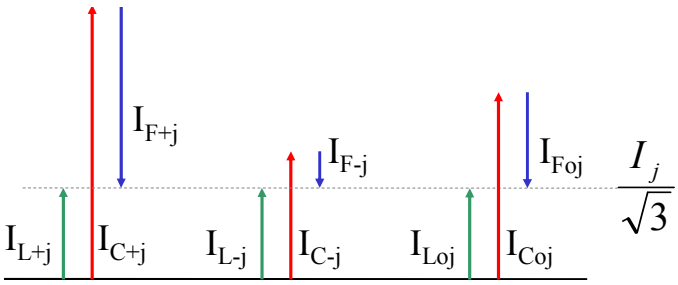

Fig. 8. Optimización de armónicas individuales.

fases de cada secuencia se alinean será

$$iF_{maxj} = \sqrt{2}(IF_{+j} + IF_{-j} + IF_{oj}) \tag{23}$$

Por lo tanto el objetivo es minimizar (23) con la restricción

$$I_j = \sqrt{(IC_{+j} - IF_{+j})^2 + (IC_{-j} - IF_{-j})^2 + (IC_{oj} - IF_{oj})^2} \tag{24}$$

Este es un caso particular al ya visto pudiéndose utilizar el resultado óptimo (19) con $M = 3$ resultando que el óptimo en este caso es

$$\overrightarrow{IC} - \overrightarrow{IF} = \frac{I_j}{\sqrt{3}}\overrightarrow{W} = I_{Sj}\overrightarrow{W} \tag{25}$$

En la Fig. 8 se muestra como debe ser hecha la optimización individual. Si alguna de las secuencias armónicas es inicialmente menor que I_{Sj}, se deberá calcular una nueva I^*_{Sj} que permitirá a la restante secuencia armónica de I_F tomar valores menores.

III-E. Resumen del procedimiento de optimización

[Paso (a)].- Se hace cumplir los máximos individuales obteniéndose un primer conjunto de valores IL^*_k.

[Paso (b)].- Tomando como nueva corriente de carga IC_k los valores IL^*_k calculados en el paso (a), se realiza el proceso iterativo de compensación óptimo descrito en el apartado III-C de manera que se cumpla con la $THDp$. Este proceso iterativo se continúa hasta que no hay más secuencias armónicas cambiando del grupo de las ELEGIDAS al de las NO ELEGIDAS. Se obtiene así un conjunto de valores IL^{**}_k. Estos valores IL^{**}_k son los que deben quedar finalmente en la corriente de línea IL por la aplicación del filtrado IF a la corriente IC.

[Paso (c)].- Se calcula para cada filtro selectivo la ganancia λ_k. Teniendo en cuenta (2) y (4) las ganancias quedan

$$\lambda_k = \frac{IC_k - IL^{**}_k}{IC_k} \tag{26}$$

Una secuencia armónica corregida en el paso (a) puede o no ser modificada en el paso (b).

Si no hay ninguna modificación en el paso (b) significa que se verifica la $THDp$ en exceso.

Por otra parte, si todas las secuencias armónicas son objeto de modificaciones en el paso (a), también deberá haber alguna modificada en el paso (b). Esto ocurre porque los límites de las reglamentaciones están establecidos de tal forma que si se cumple con todos los máximos individuales en forma exacta, se tendrá una $THDp$ superior a la permitida en la propia reglamentación.

IV. Resultados experimentales

A los efectos de verificar experimentalmente el funcionamiento del esquema de filtrado selectivo de cuatro hilos se montó en el laboratorio un prototipo siendo la carga tres lámparas dimerizadas con tiristores conectadas en estrella. Se consideró en este caso que la corriente nominal contratada I_N es la que corresponde a dimerizado nulo lo cual corresponde a una corriente de $3{,}1A$ ($4{,}3A$ de pico).

El control se implementó en un $DSP\ TMS320F2812$ (kit F2812 eZdsp). En el DSP, además del filtrado selectivo de las secuencias positivas negativas y homopolares correspondientes, se efectúa el control de tensión y equilibrio de los condensadores del lado de DC del VSI, el control por histéresis de las corrientes del VSI y las protecciones necesarias de corriente y tensión. Todos los lazos de control funcionan con muestreo regular y actuación de $f_m = 20kHz$ lo que corresponde a $T_m = 50\mu s$. Teniendo en mente las pérdidas de conmutación del VSI, este tiempo de muestreo y control es equivalente a un control en valores medios usando una estrategia PWM a una frecuencia de portadora de $f_m = 20kHz/2 = 10kHz$. En el presente caso el tiempo de retardo del control depende de la cantidad de secuencias armónicas filtradas y es de $16{,}2\mu s$ más $2{,}8\mu s$ por secuencia homopolar y $3{,}2\mu s$ por cada secuencia positiva o negativa.

Datos eléctricos: $V_{DC1} = V_{DC2} = 170V$, $C = 4400\mu F$, tensión de red $U = 380V$, frecuencia de red $f = 50Hz$, $L = 10mH$. Los trasformadores indicados en la Fig. 1 tienen una relación de $220 : 55 = 4$.

Por una parte la Fig. 9 muestra los resultados medidos en la corriente para una carga equilibrada antes y después del filtrado selectivo. En este caso por ser carga equilibrada las armónicas $k = 3 * n + 1$ son de secuencia positiva, las armónicas $k = 3 * n - 1$ son de secuencia negativa y las armónicas $k = 3 * n$ son homopolares. Luego, por ser carga simétrica no hay armónicos pares. Los tres casos mostrados son:

- filtrado de todos los secuencias hasta el armónico 17
- filtrado de la secuencia -5 y +7
- filtrado de las secuencias homopolares 3, 9 y 15.

No se utilizó a la salida del VSI filtro pasivo para atenuar armónicos superiores derivados de la conmutación del mismo etc.

Estos resultados muestran que el filtrado selectivo funciona correctamente pudiéndose filtrar a voluntad secuencias armónicas en forma discrecional.

Por otra parte, para la misma carga, la Fig. 10 muestra el resultado teórico de aplicar el cálculo óptimo presentado en este trabajo. En este caso la corriente original tiene una $THDp$ considerando hasta la armónica 25 (lo cual se indica cómo $THDp@15$) de 34 %. Se consideró filtrar selectivamente hasta el armónico 15. En este caso la $THDp@15$ original es de 33 %. Se asumió cómo límite a cumplir la norma

$IEC61000-3-2$ (cargas tipo A) y que la $THDp@15$ sea menor que $12\,\%$. Se debe recordar que las armónicas $k = 3*n+1$ son de secuencia positiva etc. Por ejemplo el cálculo óptimo indica que hay que filtrar la secuencia homopolar 3 en 79 %, la negativa 5 en 52 %, la positiva 7 en 26 %, la homopolar 9 en 71 %, la negativa 11 en 15 %, la positiva 13 en 39 % y la homopolar 15 en 85 %. La Fig. 11 muestra las corrientes antes y después luego de aplicado el filtrado selectivo óptimo calculado junto con la corriente que toma el filtro activo. Finalmente la Fig. 12 muestra el valor que toma la distorsión armónica de la corriente final I_L medida y los valores máximos admitidos. La corriente final tiene una $THD@15$ de 11 % y una $THD@25$ de $13\,\%$. La diferencia en la $THD@15$ con el valor objetivo de $12\,\%$ es consecuencia de la no idealidad del filtrado real logrado y se debe básicamente de que el filtrado selectivo en este caso filtra un poco más de la homopolar 3 de lo esperado. Una opción en este caso para contrarrestar estas no idealidades es imponer en el cálculo teórico un valor algo mayor al $12\,\%$ (por ejemplo 12.5 %) y así repartir entre todas las secuencias armónicas filtradas selectivamente la tarea de lograr al valor objetivo.

V. Conclusiones

Se ha presentado la extensión de la teoría de filtrado selectivo al caso de querer filtrar secuencias homopolares utilizando Filtros Activos. En el mismo sentido se ha extendido el método de cálculo óptimo de las ganancias de los diversos filtros selectivos a los efectos de obtener un Filtro Activo de mínima corriente que imponga el cumplimiento de determinada reglamentación sobre emisión armónica. Finalmente se han reportado resultados de medidas reales en una aplicación de dimerizado con tiristores de lámparas incandescentes en las que se muestra que el filtrado selectivo, incluyendo secuencias homopolares, es posible junto con imponer el cumplimiento de la reglamemntación aplicable. Se concluye que para aplicaciones en que se desea cumplir con la reglamentación y que de acuerdo al funcionamiento del sistema cambian las necesidades de filtrado (en el ejemplo analizado el grado de dimerizado deseado), la utilización de filtros activos selectivos es una alternativa interesante ya que permite minimizar el tamaño y pérdidas del VSI del Filtro Activo.

Appendix

A. Distorsión armónica ponderada en un sistema trifásico

La ecuación (27) muestra la expresión de las corrientes R en función de sus armónicas de corriente.

$$i_R(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I R_n \sin(w_n t + \delta_{Rn}) \qquad (27)$$

La ecuación (28) muestra la expresión de las armónicas k de cada fase en función de los fasores de las secuencias armónicas positivas, negativas y homopolares.

$$\begin{aligned} i_{Rk} &= \sqrt{2} I_{+k} \sin(w_k t + \delta_{+k}) + \\ &\quad \sqrt{2} I_{-k} \sin(w_k t + \delta_{-k}) \\ &\quad \sqrt{2} I_0 \sin(w_k t + \delta_0) \\ i_{Sk} &= \sqrt{2} I_{+k} \sin(w_k t + \delta_{+k} - \frac{2\pi}{3}) + \\ &\quad \sqrt{2} I_{-k} \sin(w_k t + \delta_{-k} + \frac{2\pi}{3}) \\ &\quad \sqrt{2} I_0 \sin(w_k t + \delta_0) \\ i_{Tk} &= \sqrt{2} I_{+k} \sin(w_k t + \delta_{+k} + \frac{2\pi}{3}) + \\ &\quad \sqrt{2} I_{-k} \sin(w_k t + \delta_{-k} - \frac{2\pi}{3}) \\ &\quad \sqrt{2} I_0 \sin(w_k t + \delta_0) \end{aligned} \qquad (28)$$

Para cada armónica se puede construir el diagrama fasorial que muestra la Fig. 13. En las coordenadas cartesianas XY se puede obtener las expresiones de las coordenadas de las corrientes de fase tal como muestra (29)

$$\begin{aligned} IRk_x &= I_{+k}\cos(\delta_{+k}) + I_{-k}\cos(\delta_{-k}) + I_{0k}\cos(\delta_{0k}) \\ IRk_y &= I_{+k}\sin(\delta_{+k}) + I_{-k}\sin(\delta_{-k}) + I_{0k}\sin(\delta_{0k}) \\ ISk_x &= I_{+k}\cos(\delta_{+k} - 2*\pi/3) + I_{-k}\cos(\delta_{-k} + 2*\pi/3) \\ &\quad + I_{0k}\cos(\delta_{0k}) \\ ISk_y &= I_{+k}\sin(\delta_{+k} - 2*\pi/3) + I_{-k}\sin(\delta_{-k} + 2*\pi/3) \\ &\quad + I_{0k}\sin(\delta_{0k}) \\ ITk_x &= I_{+k}\cos(\delta_{+k} + 2*\pi/3) + I_{-k}\cos(\delta_{-k} - 2*\pi/3) \\ &\quad + I_{0k}\cos(\delta_{0k}) \\ ITk_y &= I_{+k}\sin(\delta_{+k} + 2*\pi/3) + I_{-k}\sin(\delta_{-k} - 2*\pi/3) \\ &\quad + I_{0k}\sin(\delta_{0k}) \end{aligned} \qquad (29)$$

a partir de los cuales en (30) se muestra el cálculo de la corriente eficaz al cuadrado de cada armónica en cada fase

$$\begin{aligned} IRk^2 &= {IRk_x}^2 + {IRk_y}^2 \\ ISk^2 &= {ISk_x}^2 + {ISk_y}^2 \\ ITk^2 &= {ITk_x}^2 + {ITk_y}^2 \end{aligned} \qquad (30)$$

Operando se puede mostrar que se cumple (31) para cada armónica

$$IRk^2 + ISk^2 + ITk^2 = 3*(I_{+k}^2 + I_{-k}^2 + I_{0k}^2) \qquad (31)$$

Las definiciones de distorsiones armónicas utilizadas en las reglamentaciones son relativas a la corriente nominal I_N. Este valor representa la corriente que corresponde a la potencia contratada aplicando un determinado factor de potencia que para el caso Argentino es de 0.85 [14].

Por lo tanto se puede escribir la THD de la fase como (32)

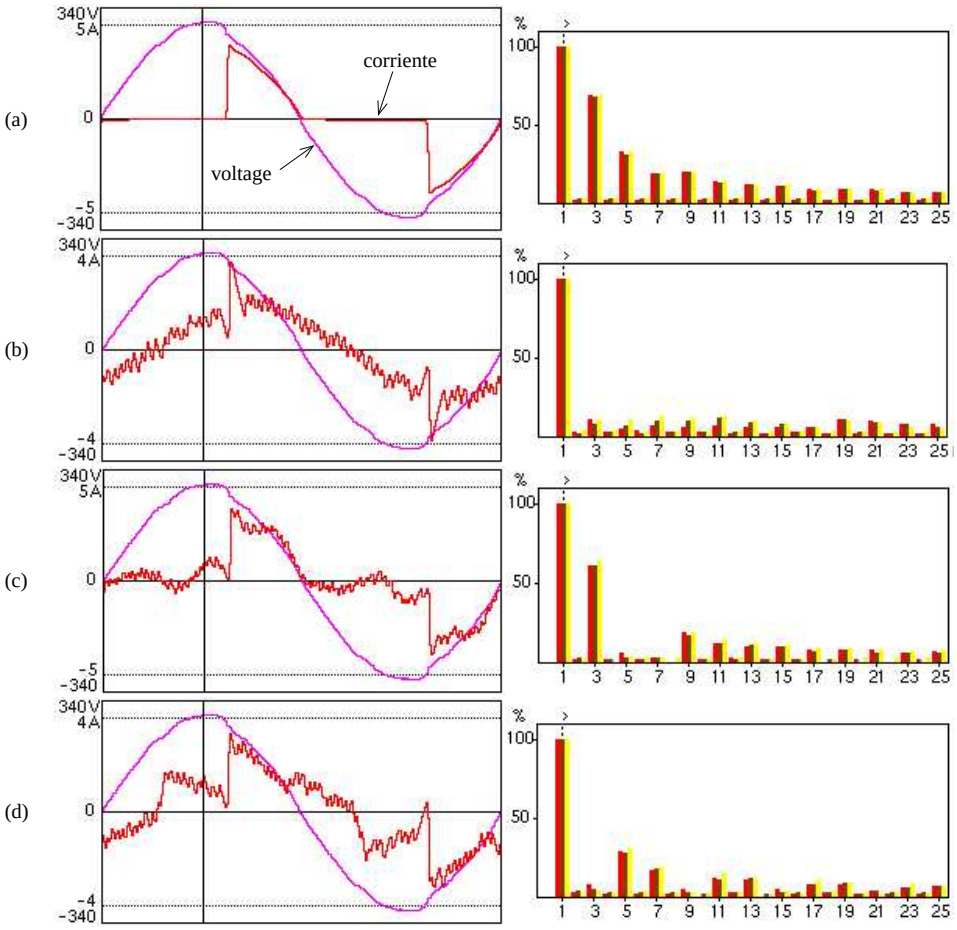

Fig. 9. (a) Corriente original, (b) todos hasta -17, (c) -5 y +7, (d) o3, o9 y o15.

en el que el valor Z puede ser 25, 40, etc.

$$\begin{aligned} THD_R^2 &= \sum_k IR_k^2/I_N^2 \\ THD_S^2 &= \sum_k IS_k^2/I_N^2 \\ THD_T^2 &= \sum_k IT_k^2/I_N^2 \qquad k=[2\cdots Z] \end{aligned} \tag{32}$$

Al momento de aplicar la reglamentación puede ser más justo[1] ponderar la distorsión en forma cuadrática entre las tres fases tal como muestra (33)

$$THDp = \sqrt{\frac{THD_R^2 + THD_S^2 + THD_T^2}{3}} \tag{33}$$

Sustituyendo en (33) las expresiones (32) y a su vez estas por las expresiones (31), reagrupando términos por armónica resulta

[1]Esta afirmación corresponde al campo legal y no al técnico. Desde el punto de vista técnico se debería evaluar comparativamente a un consumidor que emite en sus tres fases justo por debajo de lo permitido frente a otro que emite en una sola fase justo por encima de lo permitido. Al primero no se lo penaliza, al segundo si.

$$\begin{aligned} THDp &= \frac{\sqrt{\sum_D I_d^2}}{I_N} = \frac{I_E}{I_N} \\ D &= [+2 \;\; -2 \;\; o2 \;\; +3 \;\; -3 \;\; o3 + \cdots + Z \;\; -Z \;\; oZ] \end{aligned} \tag{34}$$

en donde se ha definido I_E tal como muestra (35) como el residuo ponderado trifásico.

$$\begin{aligned} I_E &= \sqrt{\sum_D I_d^2} \\ D &= [+2 \;\; -2 \;\; o2 \;\; +3 \;\; -3 \;\; o3 + \cdots + Z \;\; -Z \;\; oZ] \end{aligned} \tag{35}$$

Se verifica en definitiva que el residuo armónico ponderado es la suma cuadrática de todas las secuencias armónicas de corriente. Este resultado es consistente con asumir que la I_E es la responsable de las pérdidas en el sistema eléctrico debido a armónicas residuales relevantes de corrientes.

En forma equivalente se puede definir la distorsión ponderada de una armónica k como

$$HDp_k = \frac{\sqrt{I_{+k}^2 + I_{-k}^2 + I_{0k}^2}}{I_N} \tag{36}$$

B. *Demostración que $I_S^* > I_S$*

En el proceso iterativo que minimiza la corriente del VSI del filtro activo con la consigna de cumplir la reglamentación,

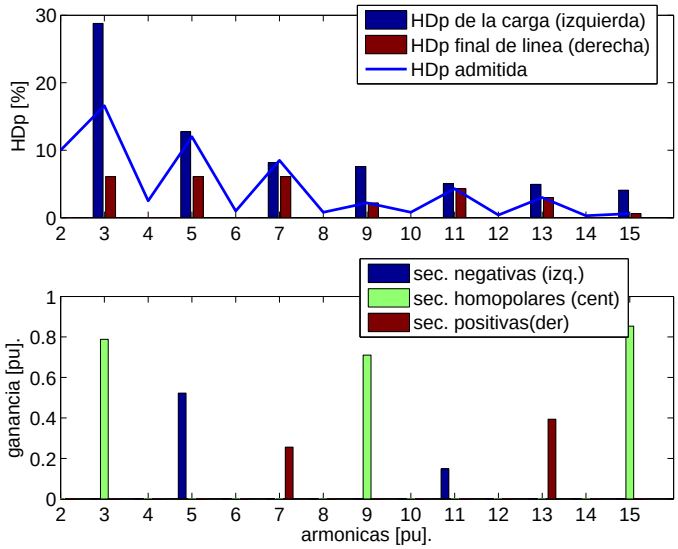

Fig. 10. Filtrado óptimo para $THDp@15$ de $12\,\%$ y espectros esperados

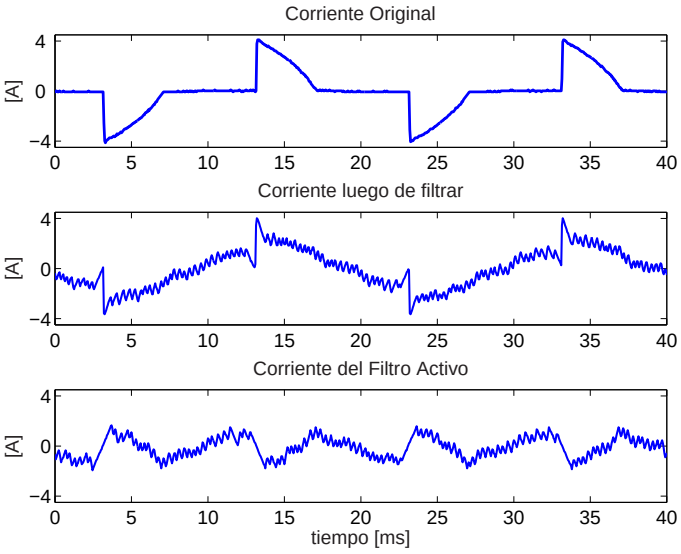

Fig. 11. Corriente de línea antes y después y del Filtro Activo.

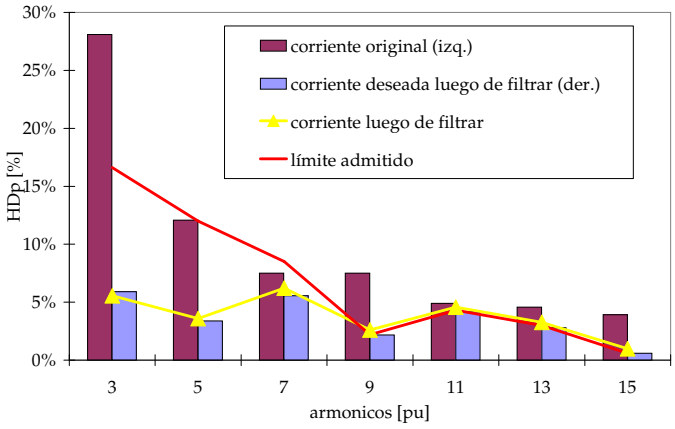

Fig. 12. Distorsión final real y valores máximos

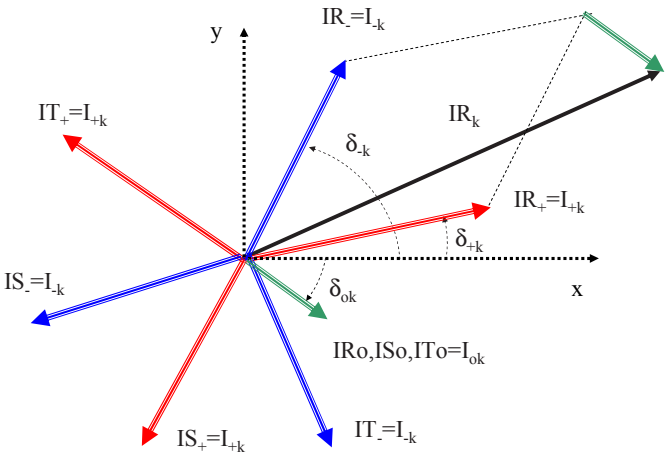

Fig. 13. Suma fasorial de corrientes armónicas de secuencias.

se producen pasajes de secuencias armónicas del grupo de las ELEGIDAS (H) (las que efectivamente se filtran activamente) al grupo de las NO ELEGIDAS (P) (las que no se filtran activamente). Esto produce dos cambios en el cálculo de I_S (valor óptimo que deben tomar las secuencias armónicas filtradas)

$$I_S = \frac{I_Z}{\sqrt{M}} \tag{37}$$

Por una parte M (cantidad de secuencias armónicas del grupo de las ELEGIDAS) decrece en una unidad. Por otra parte se debe recalcular I_Z

$$I_Z = \sqrt{I_E^2 - \sum_P I_{Cp}^2} \tag{38}$$

resultando en un valor menor ya que I_E es constante y hay un término menos en la sumatoria.

Puede quedar la duda de si el nuevo valor I_S^* es mayor o menor que el valor I_S inicial ya que los dos cambios tienen efectos contrapuestos sobre el valor de I_S^*.

Al pasar, por ejemplo, la secuencia armónica I_{C2} del grupo de las ELEGIDAS (H) al grupo de las NO ELEGIDAS (P) se tiene que

$$I_Z^* = \sqrt{I_E^2 - \sum_P I_{Cp}^2 - I_{C2}^2} \tag{39}$$

$$I_S^* = \frac{I_Z^*}{\sqrt{M-1}} \tag{40}$$

Sustituyendo (38) en (39) se obtiene

$$I_Z^* = \sqrt{I_Z^2 - I_{C2}^2} \tag{41}$$

Luego, elevando al cuadrado (40), sustituyendo I_Z^* con (41), I_Z con (37) y operando, resulta

$$I_S^{*2}(M-1) = MI_S^2 - I_{C2}^2 = (M-1)I_S^2 + (I_S^2 - I_{C2}^2) \tag{42}$$

Teniendo en cuenta que $I_S^2 > I_{C2}^2$ (razón por la cual I_{C2} pasa del grupo H al P) se obtiene que

$$I_S^{*2}(M-1) - (M-1)I_S^2 = (I_S^2 - I_{C2}^2) > 0 \qquad (43)$$

por lo que se demuestra que

$$I_S^{*2} > I_S^2 \qquad (44)$$

Por lo tanto, se demuestra que, durante el proceso iterativo, los valores I_S son monótonos crecientes.

REFERENCES

[1] "IEC 61000-3-2," International Electrotechnical Commission, Tech. Rep., 2001, electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current lower than 16A per phase).

[2] T. G. S. Román and J. R. Ubeda, "Power quality regulation in argentina: Flicker and harmonics," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 3, pp. 895–901, 1998.

[3] D. Basic, V. Ramsden, and P. Muttik, "Hybrid filter control system with adaptive filters for selective elimination of harmonics and interharmonics," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 3, pp. 295–303, May 2000.

[4] G. Casaravilla, "Filtros activos selectivos," Ph.D. dissertation, Universidad de la República - Uruguay, May 2003.

[5] S. Bhattacharya, P. Cheng, and M. D. Divan, "Hybrid solutions for improving passive filter perfomance in high power applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 3, pp. 732–747, 1997.

[6] P. Mattavelli, "A closed-loop selective harmonic compensation for active filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 1, pp. 81–89, 2001.

[7] J. Shung, S.Park, and K.Nam, "New hybrid parallel active filter configuration minimising active filter size," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 2, pp. 93–98, Mar. 2000.

[8] G. Casaravilla, A. Salvia, C. Briozzo, and E. H. Watanabe, "Selective active filter with optimum remote harmonic distortion control," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 4, pp. 1990–1997, Oct. 2004.

[9] M. Aredes and E. H. Watanabe, "New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. Vol. 10(3), pp. 1649–1656, 1995.

[10] G. Casaravilla, A. Salvia, C. Briozzo, and E. H. Watanabe, "Control strategies of selective harmonic current shunt active filter," *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, vol. 149, no. 6, pp. 689 –694, Nov. 2002.

[11] ——, "Selective active filter applied to an arc furnace adjusted to harmonic emission limitations," in *IEEE / PES TyD Latin America*, 2002.

[12] ——, "Series and parallel calculations methods for the reference current values in a selective shunt active filter." in *International Symposium on Industrial Electronics of the IEEE*, 2003, iEEE catalog Number 03th8692.

[13] D. G. Luenberger, *Linear and Nonlinear Programming*. Addison-Wesley, 1984.

[14] ENRE, "Decreto 99/97," 1997, ente Nacional Regulador de la Electricidad de Argentina.